

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 09-270828

(43)Date of publication of application : 14.10.1997

(51)Int.Cl.

H04L 27/20

H04B 1/04

H04J 3/00

(21)Application number : 08-078932

(71)Applicant : TOSHIBA CORP

(22)Date of filing : 01.04.1996

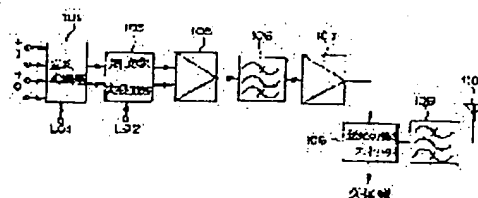
(72)Inventor : HAYASHIBARA MIKIO

(54) RADIO TRANSMITTER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To suppress effectively generation of a transmission unnecessary spurious signal without the use of an externally mounted filter, by connecting an orthogonal conversion means and a frequency conversion means and also the frequency conversion means and an amplifier means in a balanced coupling form respectively.

SOLUTION: Baseband modulation signals I, Q are orthogonally transformed by an orthogonal transformation device 101, the frequency is converted into an intermediate frequency, and the intermediate frequency signal is converted into a transmission radio frequency by a frequency conversion circuit 103, and an amplifier circuit 105 amplifies the signal to be a required level. An orthogonal transformation device 101 and the frequency conversion circuit 103, and the frequency conversion circuit 103 and the amplifier circuit 105 are respectively connected by a balance connection form. As a result, no harmonic with respect to an intermediate frequency signal is caused in the orthogonal transformation device 101, so long as there is no dispersion among components, and the generation of secondary distortion in the orthogonal transformation device 101 and the frequency conversion circuit 103 is small and a transmission spurious signal resulting from harmonics of the intermediate frequency signal or secondary distortion between harmonics is not caused.



(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平 9 - 2 7 0 8 2 8

(43) 公開日 平成 9 年 (1997) 10 月 14 日

(51) Int. Cl. ⁶	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 L	27/20		H 0 4 L	27/20 Z
H 0 4 B	1/04		H 0 4 B	1/04 F
H 0 4 J	3/00		H 0 4 J	3/00 H

審査請求 未請求 請求項の数 4

OL

(全 8 頁)

(21) 出願番号 特願平 8-78932

(22) 出願日 平成 8 年 (1996) 4 月 1 日

(71) 出願人 000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町 72 番地

(72) 発明者 林原 幹雄

東京都日野市旭が丘 3 丁目 1 番地の 1 株式会社東芝日野工場内

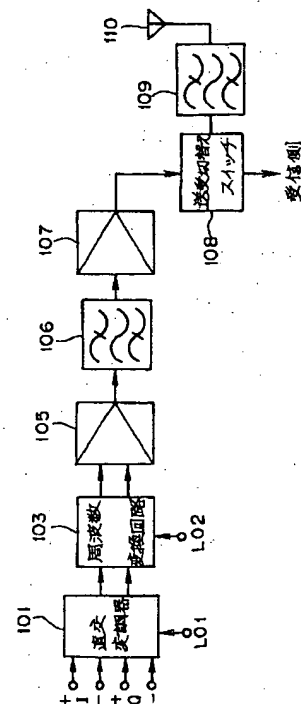
(74) 代理人 弁理士 木村 高久

(54) 【発明の名称】 無線送信機

(57) 【要約】

【課題】 外付けのフィルタを用いなくともよい、小型で回路の集積化の可能な無線送信機を提供する。

【解決手段】 ベースバンド信号から中間周波数信号を発生する直交変換器 (101) と、直交変換器から発生された中間周波数信号を送信無線周波数に変換する周波数変換回路 (103) と、周波数変換回路により送信無線周波数に変換された信号を増幅する増幅回路 (105) とを具備する無線送信機において、無線送信機の直交変換器 (101) と周波数変換回路 (103) 間および周波数変換回路 (103) と増幅回路 (105) 間を平衡接続形式で接続する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 ベースバンド信号から中間周波数信号を発生する直交変換手段と、

前記直交変換手段から発生された中間周波数信号を送信無線周波数に変換する周波数変換手段と、

前記周波数変換手段により送信無線周波数に変換された信号を増幅する増幅手段とを具備する無線送信機において、

前記直交変換手段と前記周波数変換手段との間および前記周波数変換手段と前記増幅手段との間を平衡結合形式で接続することを特徴とする無線送信機。

【請求項2】 ベースバンド信号から中間周波数信号を発生する直交変換手段と、

前記直交変換手段から発生された中間周波数信号を送信無線周波数に変換する周波数変換手段と、

前記周波数変換手段により送信無線周波数に変換された信号を増幅する増幅手段とを具備する無線送信機において、

前記直交変換手段と前記周波数変換手段との間に第1のフィルタ手段を設けるとともに、前記周波数変換手段と前記増幅手段との間に第2のフィルタ手段を設け、

前記直交変換手段と前記第1のフィルタ手段との間、前記第1のフィルタ手段と前記周波数変換手段との間、前記周波数変換手段と前記第2のフィルタ手段との間および前記第2のフィルタ手段と前記増幅手段との間を平衡結合形式で接続することを特徴とする無線送信機。

【請求項3】 前記第1のフィルタ手段は、中間周波数以下の周波数を通過帯域とする低域通過特性を有する低域ろ波手段であることを特徴とする請求項2記載の無線送信機。

【請求項4】 前記第2のフィルタ手段は、送信無線周波数以上の周波数を通過帯域とする高域通過特性を有する高域ろ波手段であることを特徴とする請求項2記載の無線送信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は携帯無線電話装置等で使用する無線送信機に関し、特に直交変調器出力の中間周波数信号の高調波に起因する送信スプリアスの発生を外付けのフィルタを用いることなく抑圧できるようにした無線送信機に関する。

【0002】

【従来の技術】図8はこの種の無線送信機を使用する携帯無線電話装置の全体構成を示したものである。

【0003】図8において、この携帯無線電話装置は、無線部1、モデム部2、TDMA（時分割多元接続）部3、通話部4、受話器であるスピーカ5、送話器であるマイクロフォン6、制御部7、アンテナ11、メモリ部71、操作部72、サウンダ73を具備して構成される。

【0004】ここで、無線部1は、受信部12、送信部13、シンセサイザ13、送受切換えスイッチ15、発振素子16から構成され、モデム部2は復調部21、変調部22から構成され、TDMA部3は、TDMA受信部31、TDMA送信部32から構成され、通話部4はADPCM（適合型差分パルス符号変調）コーデック41、PCM（パルス符号変調）コーデック42から構成される。

【0005】上記構成において、アンテナ11で受信した図示しない基地局からの受信信号は、送受切換えスイッチ15を介して受信部12に加えられ、ここで、中間周波数処理されデジタルベースバンド信号に変換され、復調部21に加えられる。この受信部12からのデジタルベースバンド信号は $\pi/4$ シフトQPS変調された信号I、Qである。

【0006】復調部21では、この $\pi/4$ シフトQPS変調された信号I、Qを復調検波してシリアルデータ信号としてTDMA受信部31に加え、TDMA受信部31では、このシリアルデータ信号から自スロット信号を取出し、これをADPCMコーデック41に加える。

【0007】ADPCMコーデック41は、音声信号の冗長性を利用し音声信号の線形予測に従って音声の品質を保ちながら簡単な処理と少ない遅延で音声符号化を行う適応差分パルス符号変調方式の復号処理を行うもので、TDMA受信部31で取り出された自スロット信号の複合処理を行い、PCM符号にデジタル化された音声を得て、この音声信号をPCMコーデック42に加えることにより、アナログ信号に変換してスピーカ5から音声として発音する。

【0008】また、マイクロフォン6から入力された音声信号はPCMコーデック42によりPCM符号にデジタル化され、ADPCMコーデック41により適応差分パルス符号変調方式の符号化処理が施され、TDMA送信部32に加えられる。

【0009】TDMA送信部32では、ADPCMコーデック41により適応差分パルス符号変調方式の符号化処理が施された信号を送信スロットに乗せ、シリアルデータ信号として変調部22に加える。

【0010】変調部22では、このシリアルデータ信号を $\pi/4$ シフトQPSK変調し、ベースバンド変調信号I、Qとして送信部13に加える。

【0011】送信部13は、このベースバンド変調信号I、Qを無線周波数に変換し、送受切換えスイッチ15を介してアンテナ11から図示しない基地局に送信する。

【0012】図9は、図8に示した携帯無線電話装置における送信部13に対応する従来の無線送信機を示したものである。

【0013】図9において、図8に示したモデム部2の変調部22から出力されるベースバンド変調信号I、Q

は、直交変調器801で周波数Fifの第1のローカル信号LO1によって直交変調され、中間周波数Fifに周波数変換される。この中間周波数信号Fifは、ローパスフィルタ802を通して周波数変換回路803に加えられ、周波数変換回路803で周波数Floの第2のローカル信号LO2と乗算されて、送信無線周波数Frf(=Flo+Fif)に周波数変換される。

【0014】この送信無線周波数Frfに周波数変換された信号は、増幅回路804で所要レベルに増幅され、バンドパスフィルタ805を通して電力増幅回路806に加えられ、ここで所定の送信電力まで増幅され、送受切替えスイッチ807、バンドパスフィルタ808、アンテナ809を通して空中に放射される。

【0015】ここで、フィルタ805、808は、周波数変換回路803から発生される不要なイメージ周波数(Flo-Fif)の信号を取り除くものである。

【0016】なお、上記送受切替えスイッチ807は図8に示した送受切替えスイッチ15に対応し、アンテナ809は図8に示したアンテナ11に対応する。

【0017】ところで、図9に示した直交変調器801では、ベースバンド信号をできるだけ大きなレベルの中間周波数信号に変換するために、第1のローカルLO1信号のレベルは充分大きくしておく必要がある。これにより直交変調器801を構成するトランジスタを完全に飽和状態でスイッチングさせるようにする。このため、副次的に直交変換器の出力には、中間周波数信号だけでなく、その高調波が含まれる。

【0018】すなわち直交変調器801の出力には、Fif以外にもFifのN倍(N≧2:Nは整数)の高調波成分が多く含まれるのが普通である。理想的には、このN・Fif(N≧2)成分は、周波数変換回路803でFlo±N・Fifに変換され、後段のバンドパスフィルタ805、808で取り除かれ、送信不要スプリアス信号とはならない。

【0019】しかし、従来の周波数変換回路803は、ローパスフィルタ802から出力される中間周波信号入力(以下IF入力で表す)と周波数変換回路803の出力である無線周波出力(以下RF出力で表す)は不平衡形式である。すなわち、図9に示す周波数変換回路803は図10のように構成されていて、IF入力の差動増幅回路を構成しているトランジスタQ91とQ92のうちQ92のベースは高周波的に接地されており、第2のローカル信号LO2が入力されるトランジスタQ93～Q96の差動対もトランジスタQ94とQ95のベースは高周波的に接地されている。このように入力側で不平衡であるので、出力側エミッタホロア回路もトランジスタQ97のエミッタと接地間で出力を取り出す不平衡構成をとっている。したがって、その出力には周波数変換されないN・Fif成分が洩れ出てくる。

【0020】この携帯無線電話装置の送信無線周波数F

rfが1895MHz～1981MHzであるとし、中間周波数Fifが、例えば233MHzに選ばれ、送信無線周波数Frf=中間周波数Fifであるローカル信号周波数Floが1662MHz～1748MHzに選ばれたとすると、この漏洩出力のうち、N=8の高調波の周波数は、233×8=1864MHzとなり、送信周波数帯域の下限である1895MHzに近接するため、帯域通過フィルタ805、808で充分に除去できず、送信不要スプリアス信号になるという不具合があった。

【0021】また、周波数変換回路803のIF入力とRF出力が不平衡形式であるため、入力差動トランジスタQ91、Q92は互いの偶数次歪み特性を打ち消すことができず、特にその2次歪みにより、N・Fif(ここで7≧N≧1:Nは整数)の周波数成分と(8-N)Fifの周波数成分の積として8Fifが発生し、送信不要スプリアス信号となるという不具合があった。

【0022】これらの不具合を避けるために従来は、直交変調器801と周波数変換回路803の間に図11のような、中間周波数を通過させ、それ以上の不要高調波成分を急峻に阻止するフィルタ(低域通過フィルタ)802を挿入していた。

【0023】このフィルタ802は急峻な遮断特性を実現するようLC回路で構成されており、フィルタ802を構成する誘電素子L1001のインダクタンスをLとし、互いに等しい容量素子C1001およびC1002の容量をCとすると、LとCの積のLC値は $LC=1/(2\pi\times 233[\text{MHz}])^2$
 $=4.7\times 10^{-19}$

となる。これから例えば、インダクタンスLをL=10[nH]と選ぶと容量CとしてはC=47[pF]

程度の値が必要になる。このような値を集積回路上に実現するには広い面積が必要であり、チップコストの関係から同一集積回路上に構成することは困難であった。従って、フィルタ802は集積回路の外に構成せざるを得ず、これが無線機の小型化を阻害する要因になっていた。

【0024】これは、携帯電話等に内蔵する無線機に要求される小型化を達成するため、直交変調器801から周波数変換回路803までを同一集積回路上に構成するという目的にはそぐわない。

【0025】

【発明が解決しようとする課題】上述のごとく、従来の無線送信機においては、送信不要スプリアス信号の発生を避けるために、直交変換器で発生する不要高調波を阻止するフィルタとして外付けのフィルタを必要とし、それが、回路を集積化させ、小型化する上での問題になっていた。

【0026】この発明は外付けのフィルタを用いずに、送信不要スプリアス信号の発生を有効に押さえることの

できる無線送信機を提供することを目的とする。

【0027】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するため、この発明は、ベースバンド信号から中間周波数信号を発生する直交変換手段と、前記直交変換手段から発生された中間周波数信号を送信無線周波数に変換する周波数変換手段と、前記周波数変換手段により送信無線周波数に変換された信号を増幅する増幅手段とを具備する無線送信機において、前記直交変換手段と前記周波数変換手段間および前記周波数変換手段と前記増幅手段間を平衡結合形式で接続することを特徴とする。

【0028】または、ベースバンド信号から中間周波数信号を発生する直交変換手段と、前記直交変換手段から発生された中間周波数信号を送信無線周波数に変換する周波数変換手段と、前記周波数変換手段により送信無線周波数に変換された信号を増幅する増幅手段とを具備する無線送信機において、前記直交変換手段と前記周波数変換手段の間に設けた第1のフィルタ手段と、前記周波数変換手段と前記増幅手段の間に設けた第2のフィルタ手段とを具備し、前記直交変換手段と前記第1のフィルタ手段間、前記第1のフィルタ手段と前記周波数変換手段間、前記周波数変換手段と前記第2のフィルタ手段間および前記第2のフィルタ手段と前記増幅手段間を平衡結合形式で接続することを特徴とする。

【0029】ここで、前記第1のフィルタ手段は、中間周波数以下の周波数を通過帯域とする低域通過特性を有する低域ろ波手段であることを特徴とする。

【0030】また、前記第2のフィルタ手段は、送信無線周波数以上の周波数を通過帯域とする高域通過特性を有する高域ろ波手段であることを特徴とする。

【0031】

【発明の実施の形態】以下、この発明にかかる無線送信機を添付図面を参照にして詳細に説明する。

【0032】図1は本発明の第1の実施形態のブロック図である。

【0033】図1においてベースバンド変調信号I、Qは直交変調器101で周波数F_{if}の第1のローカル信号L_{O1}によって直交変調され、中間周波数F_{if}に周波数変換される。この中間周波数信号F_{if}は、周波数変換回路103で周波数F_{lo}の第2のローカル信号L_{O2}と乗算されて、送信無線周波数F_{rf}(=F_{lo}+F_{if})に周波数変換される。送信無線周波数F_{rf}に周波数変換された信号は、増幅回路104で所要レベルに増幅される。

【0034】周波数変換回路103の出力には所望周波数(F_{lo}+F_{if})以外にも不要なイメージ周波数(F_{lo}-F_{if})が発生するため、フィルタ106、109でこのイメージ周波数成分が取り除かれる。増幅回路104から出力された信号は電力増幅回路107で所定の送信電力まで増幅され、送受切替えスイッチ108、アンテナ110を通して空中に放射される。

【0035】図2は、図1に示した直交変調器101の具体的な回路例を示したものである。

【0036】図2において、トランジスタQ211~Q216、抵抗R211、R212および電流源からなる部分は、よく知られたギルバート形乗算回路である。この回路では、第1のローカル信号L_{O1}を $\pi/2$ 位相分波器1010で分波して得られるローカルL_O(I)信号とベースバンドI信号の乗算結果を、トランジスタQ213とトランジスタQ215の共通コレクタとトランジスタQ214とトランジスタQ216の共通コレクタ間に差動コレクタ電流として出力する。

【0037】また、トランジスタQ221~Q226、抵抗R221、R222および電流源から成る部分も同様に、ローカル信号L_{O1}を $\pi/2$ 位相分波器1010で分波して得られるローカルL_O(I)信号と90°位相の異なったローカルL_O(Q)信号とベースバンドQ信号の乗算結果を差動コレクタ電流として出力する。

【0038】このI側、Q側それぞれの差動コレクタ電流は、それぞれ共通のコレクタ抵抗R23、R24で加算され、電圧に変換されて中間周波数信号が得られる。この中間周波数信号は次にトランジスタQ27と抵抗R25、トランジスタQ28と抵抗R26で構成されるエミッタホロワでバッファされて差動出力として出力される。

【0039】ところで従来例でも述べたように、ベースバンド信号をできるだけ大きなレベルの中間周波数信号に変換するためには、ローカルL_O(I)信号、L_O(Q)信号のレベルは充分大きくしておき、トランジスタQ213~Q216およびトランジスタQ223~Q226を飽和状態で完全にスイッチングさせるようにする。このため、副次的に直交変換器の出力には、中間周波数信号だけでなく、その高調波が含まれる。

【0040】図3は、図1の周波数変換回路103の具体的な回路例を示したものである。

【0041】図3でトランジスタQ31~Q36、抵抗R31、R32および電流源からなる部分は、ギルバート形乗算回路で、第2のローカル信号L_{O2}と中間周波数信号の乗算結果を、トランジスタQ33とトランジスタQ35の共通コレクタとトランジスタQ34とトランジスタQ36の共通コレクタ間に差動コレクタ電流として出力する。

【0042】この差動コレクタ電流は、それぞれ共通のコレクタ抵抗R33、R34で加算され、電圧に変換されて送信周波数信号が得られる。この送信周波数信号は次にトランジスタQ37と抵抗R35、トランジスタQ38と抵抗R36で構成されるエミッタホロワでバッファされて差動出力として出力される。

【0043】ここで、周波数変換回路103の素子間のばらつき、特に、抵抗R31とR32、トランジスタQ31とQ32、抵抗R33とR34間のペア性がよく特

性がよく一致しておれば、入力信号は効率よく周波数変換され、出力にそのまま漏洩してくる中間周波数の高調波は問題にならないほど小さくなる。また、ベア性がよければ、偶数次歪みも打ち消されるから、2次歪みによる中間周波数信号の高調波同士の積による8Fifの発生も小さくなる。

【0044】この実施形態では周波数変換回路103の入出力を平衡接続しているため、周波数変換回路103内部での2次歪みによる8Fifの発生が小さくなる。また、出力に漏洩する中間周波数信号の高調波も小さくなるため、後段の増幅器104や電力増幅器106に2次歪みがあっても、その出力に8Fifが発生することはほとんどない。

【0045】図4は、この発明の第2の実施形態である。この実施形態では、直交変調器401と周波数変換回路403の間に低域通過フィルタ402が配置され、さらに周波数変換回路403と増幅回路405の間に高域通過フィルタ404が配置されたところが図1と異なっている。

【0046】この低域通過フィルタ402は図5のように抵抗R51、R52およびコンデンサC51で構成される。

【0047】図6は、図2に示した直交変調器101の変形例である。この直交変調器401が図2に示した直交変調器101と異なる点は、直交変調器401内のトランジスタQ613、Q615、Q623、Q625のコレクタ抵抗R63と、トランジスタQ614、Q616、Q624、Q626のコレクタ抵抗R64を利用し、その間にC61を接続すると低域通過フィルタ402がここに構成でき、回路は若干簡単に構成できる。

【0048】高域通過フィルタ404は図7のように、インダクタンスL71、L72およびコンデンサC71、C72で構成できる。

【0049】このような構成にすると、周波数変換回路403の素子間に大きなばらつきが存在して中間周波数信号の高調波が出力に漏洩するような条件でも、直交変調器401と周波数変換回路403の間に中間周波数を通過域とする低域通過フィルタ402が配してあるため、8Fifの高調波成分を減衰させ、周波数変換回路403から中間周波数信号の高調波8Fifが出力側に漏洩することを防止できる。

【0050】また、より低次の高調波は低域通過フィルタ402で除去できず周波数変換回路403の出力側に漏洩して次段の増幅回路405の持つ2次歪みにより8Fifの周波数成分を発生する可能性があるが、周波数変換回路403と増幅回路405の間に送信無線周波数を通過域とする広域通過フィルタ404を配しているため、8Fifの周波数を生じるような低次の高調波成分を減衰させて、これを防止できる。

【0051】ここで、中間周波数を通過域とする上述の

低域通過フィルタ402は、8Fif周波数成分を減衰させる程度の周波数特性で充分であるので、RC回路で構成して集積回路内に内蔵させることが容易にできる。

【0052】また、送信無線周波数を通過域とする広域通過フィルタ404は比較的急峻な特性が要求されるためLC回路で構成されるが、帯域が無線周波数帯域であるためインダクタンスLおよびコンデンサCの素子値は小さくてよく、このため集積回路状に容易に構成することができる。

【0053】以上のような構成をとると、従来必要であった外付けのフィルタを用いなくてもすみ、素子間のばらつきがある程度まで許容できるので、より廉価な集積回路の製造工程を使用することも可能になる。

【0054】

【発明の効果】以上説明したように本発明の第1の実施形態では、直交変換器と周波数変換回路間および周波数変換回路と増幅回路間の接続を平衡接続形式で行うようにしたので、直交変換器では素子間にばらつきが無いがぎり中間周波数信号の高調波が発生せず、また直交変換器や周波数変換回路での2次歪みの発生も小さくなり、中間周波数信号の高調波や高調波同士の2次歪みが送信スプリアスとなることがなく、従来必要であった外付けのフィルタを用いなくてもすみ、回路の集積化が可能になる。

【0055】また、本発明の第2の実施形態では、直交変換器と周波数変換回路間に中間周波数を通過域とする低域通過フィルタを設け、周波数変換回路と増幅回路間の間に送信無線周波数を通過域とする高域通過フィルタを設け、各回路間の接続を平衡接続形式で行うようにしたので、直交変換器や周波数変換回路の素子間にばらつきがあり、各回路間の接続を平衡接続形式で行っても、周波数変換回路の入出力に8Fifの高調波成分が残る場合に、この8Fif高調波成分を減衰させて、送信スプリアスとなることを防止することができ、比較的廉価な集積回路製造工程によって回路を構成することができる。

【0056】また、この構成によると、中間周波数を通過域とする低域通過フィルタは8倍の高調波を充分減衰させれば良いので、RCで構成でき、集積回路に内蔵することが容易であり、一方、送信無線周波数を通過域とする高域通過フィルタは、これに比べて遥かに急峻な遮断特性が要求されるためLCで構成されねばならないが、遮断周波数が無線周波数帯域なので、中間周波数帯域と比べるとLおよびCの素子量は小さくてすみ、集積回路上に構成することも容易であり、無線送信機に従来のようにフィルタを構成する容量などの素子を外付けにする必要がなくなり、集積回路の製造工程を簡単にでき、その分、製造設備と出来上がった製品を廉価にできる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施形態の無線送信機のブロック

図。

【図2】図1の実施形態の無線送信機の直交変調器の回路図。

【図3】図1の実施形態の無線送信機の周波数変換回路の回路図。

【図4】本発明の他の実施形態の無線送信機のブロック図。

【図5】図4の実施形態の無線送信機の低域通過フィルタの回路図。

【図6】図4の実施形態の無線送信機の直交変調器の回路図。

【図7】図4の実施形態の無線送信機の高域通過フィルタの回路図。

【図8】本発明が用いられる簡易型携帯電話システムの携帯子機のブロック図。

【図9】従来の無線送信機のブロック図。

【図10】従来の無線送信機の周波数変換回路の回路図。

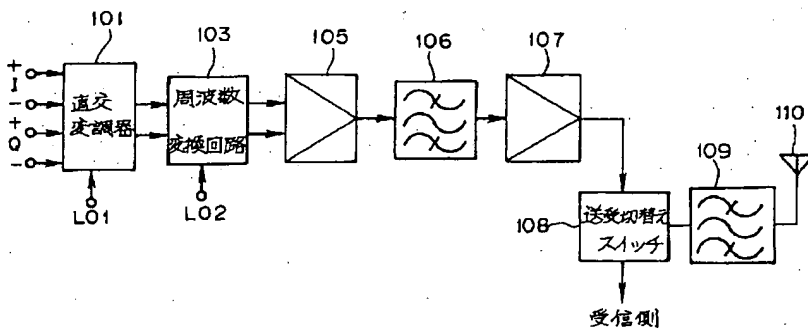
【図11】従来の無線送信機の低域通過フィルタの回路図。

【符号の説明】

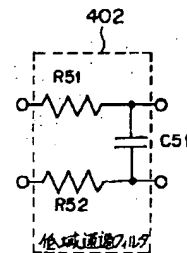
- 1 無線部
- 2 復調部
- 3 TDMA部
- 4 通話部
- 5 スピーカ
- 6 マイクロフォン
- 7 制御部
- 11、110、410、809 アンテナ
- 12 受信部
- 13 送信部

- 14 シンセサイザ
- 15、108、408、807 送受切替えスイッチ
- 16 結晶発振器
- 21 復調部
- 22 変調部
- 31 TDMA受信部
- 32 TDMA送信部
- 41 ADPCMコーデック
- 42 PCMコーデック
- 71 メモリ部
- 72 操作部
- 73 サウンダ
- 101、401、801 直交変調器
- 103、403、803 周波数変換回路
- 105、405、804 増幅回路
- 106、109、406、409、805、808 フィルタ
- 107、407、806 電力増幅器
- 402、802 低域通過フィルタ
- 404 高域通過フィルタ
- C51、C61、C71、C72、C1001、C1002 コンデンサ
- L71、L72、L1001 インダクタンス
- Q27、Q28、Q31~Q38、Q67、Q68、Q91~Q97、Q211~Q216、Q221~Q226、Q611~Q616、Q621~Q626 トランジスタ
- R23~R26、R31~R36、R51、R52、R63~R66、R91~R94、R211、R212、R221、R222、R611、R612、R621、R622 抵抗

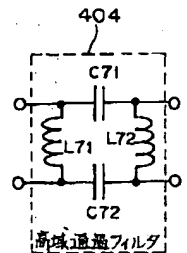
【図1】



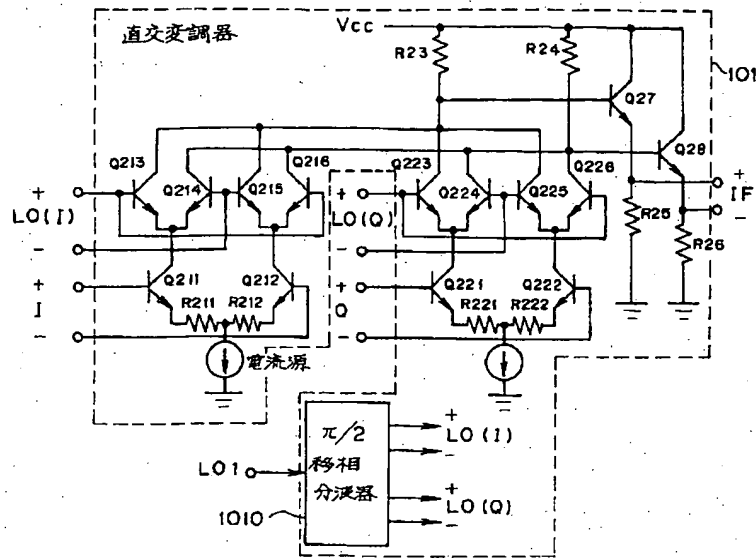
【図5】



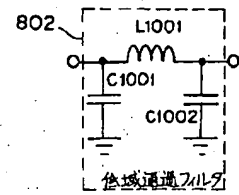
【図7】



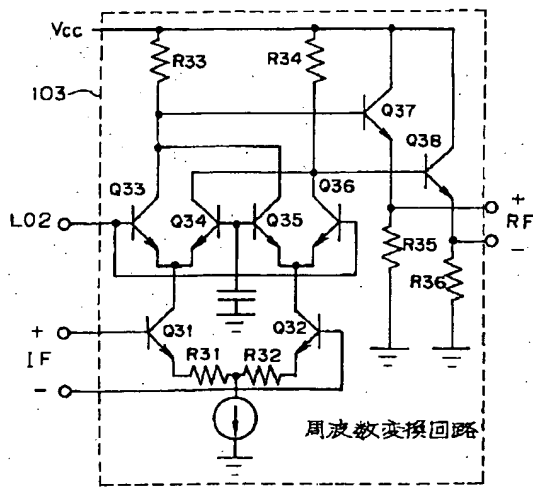
【図2】



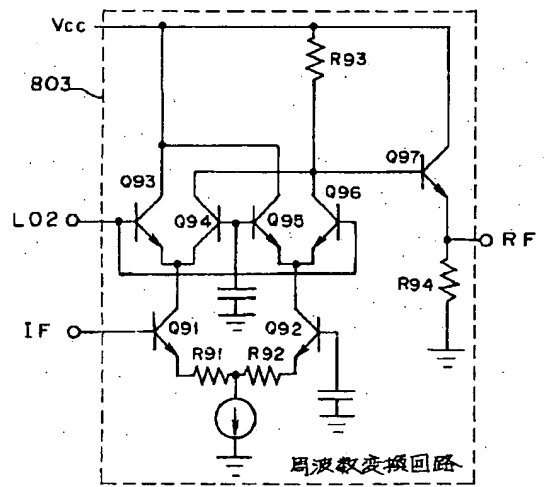
【図11】



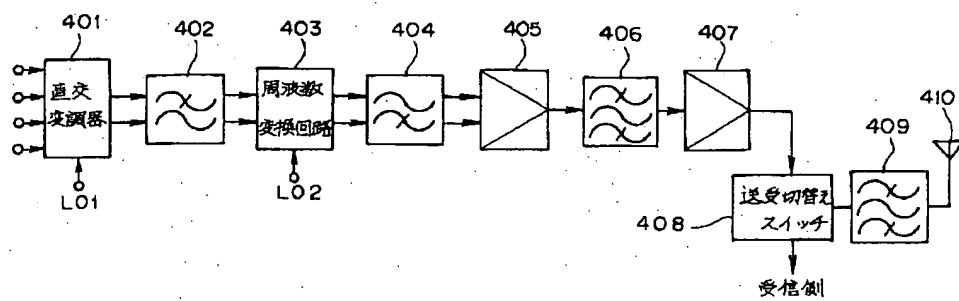
【図3】



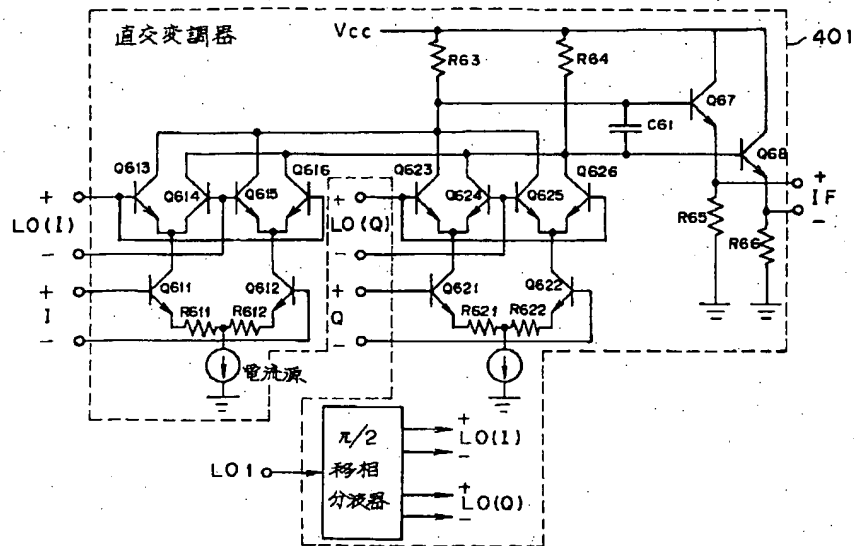
【図10】



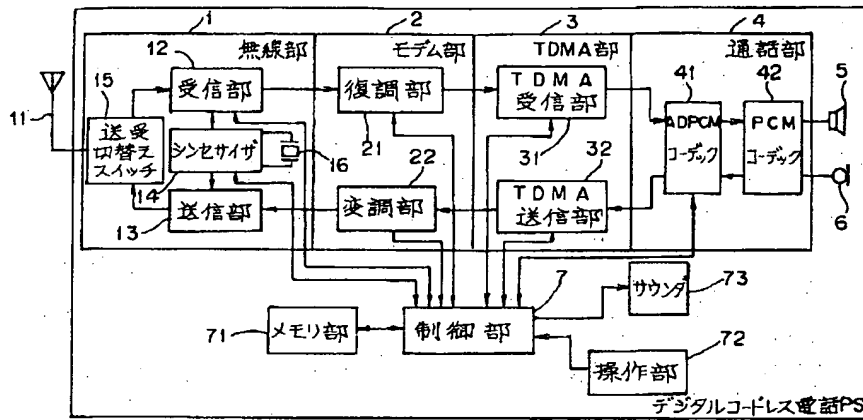
【図4】



【図6】



【図8】



【図9】

